



①9 **BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT**

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 199 04 059 A 1**

⑤1 Int. Cl.⁶:
H 04 L 1/20
H 04 L 25/03
G 06 F 13/00

⑳ Aktenzeichen: 199 04 059.1
㉔ Anmeldetag: 2. 2. 99
㉕ Offenlegungstag: 12. 8. 99

③0 Unionspriorität:
09/020,628 09. 02. 98 US

㉗ Anmelder:
National Semiconductor Corp., Santa Clara, Calif.,
US

㉙ Vertreter:
BOEHMERT & BOEHMERT, 80801 München

㉚ Erfinder:
Raghavan, Sreen A., La Jolla, Calif., US

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

- ⑤4 Detektorsystem mit Entzerrer und Verfahren zum Entwerfen eines Entzerrers mit mehreren Multiplizierern
- ⑤7 Ein 100Base-TX-Erfassungssystem wird vorgeschlagen, das die Form der Frequenzantwort des Kanals ausnutzt, um ein vereinfachtes Filter zum Erzeugen eines Ausgangssignals mit geringerer Verzerrung vorzusehen. Unter Ausnutzung der Natur der Frequenzantwortfunktion eines verdrehten Kabelpaars der Kategorie 5 wird ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort oder ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer mit unendlicher Impulsantwort mit nur zwei Multiplizierern realisiert.

DE 199 04 059 A 1

DE 199 04 059 A 1

Die Erfindung betrifft die Vereinfachung der Entzerrer, die zum Überwinden der Intersymbol-Interferenz benötigt werden, die in einem digitalen Datenübertragungssystem auftritt.

Die dramatische Zunahme bei der Tischrechner-Rechenleistung, die über aus dem Intranet stammende Operationen angesteuert werden, und die zunehmenden Anforderungen an die zeitkritische Übertragung zwischen Benutzern hat die Entwicklung von Hochgeschwindigkeits-Ethernet-LANs angespornt. Das Ethernet 100BASE-TX, das einen Kupferdraht der Kategorie 5 verwendet, und das sich neu entwickelnde Ethernet 1000BASE-T für die Übertragung von Daten im Bereich von Gigabit/s über bestehende Kupferdrähte der Kategorie 5 erfordern neue Techniken bei der Hochgeschwindigkeits-Symbolverarbeitung. Die Übertragung im Bereich von Gigabit pro Sekunde kann erreicht werden, wenn vier verdrehte Leitungspaare (Twisted-Pair) und eine Übertragungsrate von 125 Megasymbolen/s auf jedem Paar eingesetzt werden, wobei jedes Symbol zwei Bit entspricht. Verdrehte Kupferkabelpaare werden auch in Weitverkehrsnetzen (WAN) und Datenübertragungsanwendungen mit digitalen Teilnehmerschleifen eingesetzt. Mit weiter zunehmender Nachfrage nach Bandbreite gewinnen Technologien, die hohe Datenübertragungsraten über verdrehte Kabelpaare unterstützen, breite Akzeptanz. Die Übertragung mittels 100Base-TX (schnelles Ethernet) und 100Base-T über Langstrecken-Kupferkabel (die auch als Gigabit-Ethernet bekannt ist) und Technologien mit digitalen Teilnehmerschleifen übertragen alle Daten mit hohen Übertragungsraten über verdrehte Kupferkabelpaare.

Physisch werden Daten unter Verwendung eines Satzes Spannungen übertragen, wobei jede Spannung ein oder mehrere Datenbits darstellt. Jede Spannung in dem Spannungssatz wird als ein Symbol angesehen, und der gesamte Spannungssatz wird als ein Symbol-Alphabet bezeichnet.

Ein System zum Übertragen von Daten mit hohen Geschwindigkeiten ist die NRZ-Signalbildung (NRZ = Non Return to Zero; Aufzeichnungsverfahren in Wechselschrift). Bei der NRZ-Signalbildung ist das Symbol-Alphabet $\{A\}$ gleich $\{-1, +1\}$. Eine logische "1" wird als eine positive Spannung übertragen, während eine logische "0" als eine negative Spannung übertragen wird. Bei 125 Mega-Symbolen/s beträgt die Impulsbreite jedes Symbols (d. h. die positive oder negative Spannung) 8 ns.

Ein anderes System für die Hochgeschwindigkeits-Symboldatenübertragung wird als MLT3-Signalbildung bezeichnet, wobei es sich um ein System mit drei Spannungsstufen handelt. (Siehe American National Standard Information System, Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Teil: Token Ring Twisted Pair Physical Layer Medium Dependent (TP-PDM), ANSI X3.263 : 199X). Das Symbolalphabet bei MLT3 ist $\{A\} = \{-1, 0, +1\}$, entsprechend dem Spannungssatz $\{-V, 0, V\}$. Die Spannung V beträgt üblicherweise 1 V.

Bei der MLT3-Übertragung wird eine logische "1" entweder durch ein Symbol -1 oder $+1$ übertragen, während eine logische "0" als ein Symbol 0 übertragen wird. Bei der Übertragung von zwei aufeinanderfolgenden logischen "1"en muß das System bei dem Übergang nicht durch null gehen. Eine Übertragung der logischen Folge ("1", "0", "1") würde zur Übertragung der Symbole $(+1, 0, -1)$ oder $(-1, 0, +1)$ führen, abhängig davon, welche Symbole vor dieser Folge übertragen wurden. Wenn das unmittelbar vor der Folge übertragene Symbol $+1$ war, dann werden die Symbole $(+1, 0, -1)$ übertragen. Wenn das unmittelbar vor der Folge übertragene Symbol -1 war, werden die Symbole $(-1, 0, +1)$ übertragen. Wenn das unmittelbar vor dieser Folge übertragene Symbol 0 war, wird das erste Symbol der übertragenen Folge $+1$ sein, wenn die vorhergehende logische "1" als -1 übertragen wurde, und es wird -1 sein, wenn die vorhergehende logische "1" als $+1$ übertragen wurde.

Bei dem idealen MLT3-System sendet der Sendetreiber einfach einen Spannungsimpuls, der dem übertragenen Symbol entspricht. Der Impuls hat eine Dauer von 8 Nanosekunden für jedes der gesendeten Symbole, und er hat eine finite (endliche) Anstiegs/Abfall-Zeit von drei bis fünf Nanosekunden (siehe American National Standard Information System, Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Teil: Token Ring Twisted Pair Physical Layer Medium Dependent (TP-PMD), ANSI X3.263 : 199X).

Das Erfassungssystem muß bei der MLT3-Norm jedoch zwischen drei Spannungspegeln unterscheiden, anstelle der zwei Spannungspegel bei einem zweistufigen System. Das Signal-Rausch-Verhältnis, das benötigt wird, um eine bestimmte Bitfehlerrate zu erreichen, ist bei der MLT3-Signalbildung größer als bei zweistufigen Systemen. Der Vorteil des MLT3-Systems besteht jedoch darin, daß das Energiespektrum der ausgesendeten Strahlung bei dem MLT3-System auf niedrigere Frequenzen konzentriert ist und daher leichter die FCC-Strahlungsemissionsnorm für die Übertragung mittels verdrehter Doppelleitungen erfüllt. Andere Übertragungssysteme können ein Symbol-Alphabet mit mehr als zwei Spannungspegeln in der physischen Schicht verwenden, um mit jedem einzelnen Symbol mehrere Datenbits zu übertragen.

Ein Blockdiagramm eines üblichen Datenübertragungssystems ist in Fig. 1 gezeigt. In Fig. 1 sind die übertragenen Daten durch die Symbolfolge $\{a_k\}$ dargestellt. Die übertragenen Symbole in der Folge $\{a_k\}$ sind Elemente des Symbol-Alphabets $\{A\}$. In dem Fall der dreistufigen MLT3-Signalbildung ist das Symbol-Alphabet $\{A\}$ gegeben durch $\{-1, 0, +1\}$. Der Index k bezeichnet den Zeitindex für dieses Symbol, d. h. zur Abtastzeit k ist das gesendete Symbol gegeben durch a_k . Die Kanalantwort wird durch die Kanalübertragungsfunktion $f(z)$ dargestellt. Die Kanalfunktion $f(z)$ ist die Z-Transformation der abgetasteten Zeitantwort des Kanals.

In Fig. 1 gehen die übertragenen Symbole $\{a_k\}$ in den Kanal 1. Der Signalausgang des Kanals 1, x_k , ist eine lineare Verzerrung der übertragenen Symbole $\{a_k\}$, wobei die Verzerrung durch die Kanalübertragungsfunktion $f(z)$ beschrieben wird. Das Signal x_k wird im Addierer 2 mit einem Rauschabstastwert n_k addiert, um das Signal y_k zu bilden. Die Rauschabstastwerte $\{n_k\}$ stellen Zufallsrauschen auf der Übertragungsleitung dar. Das Signal y_k , das sowohl unter der Kanalverzerrung als auch dem Zufallsrauschen leidet, wird dann in den Detektor 3 eingegeben. Der Detektor 3 gibt die verzerrten Signale y_k ein, wirkt denen durch die Kanalübertragungsfunktion $f(z)$ beschriebenen Effekten entgegen und gibt eine Folge erfaßter Symbole $\{\hat{a}_k\}$ aus.

Fig. 2 zeigt einen üblichen 100Base-Tx-Sender. Der Sendedatenweg in einem 100Base-Tx-Transceiver (Sender-Empfänger) (Norm IEEE 802.3u) besteht aus einer physischen Codierunterebene (PCS; Physical Coding Sub-Layer) 11 und einer physischen medienabhängigen (PMD; Physical Medium Dependent) Unterebene 12. Die PCS 11 enthält eine medienunabhängige Schnittstelle (MII; Medium Independent Interface) 4 und einen 4B5B-Codierer 5 (Rate 4/5). Die me-

dienunabhängige Schnittstelle 4 ist die Schnittstelle zwischen dem Transceiver und der Medienzugriffs-Steuereinrichtung (MAC; Media Access Controller). Der 4B5B-Codierer 5 garantiert ausreichend Übergänge in den Sendedaten für eine robuste Taktwiedergewinnung bei dem Empfänger und erzeugt Ethernet-Steuersymbole. Die Datenrate am Ausgangsanschluß des PCS 11 beträgt 125 MHz wegen des Geschwindigkeitsnachteils, der mit dem 4B5B-Codierer 5 einhergeht. Der physische medienabhängige Abschnitt 12 des 100Base-TX-Sendedatenweges besteht aus einem Vermischer 6, einem Binär-MLT3-Wandler 7 und einem Sendetreiber 8, der ein Spitze-zu-Spitze-Signal von 1 V auf das verdrehte Kabelpaar 10 über einen Trenntransformator 9 ausgibt. Die Sendesymbolfolge $\{a_k\}$ wird in dem Binär-MLT3-Wandler 7 erzeugt.

Es wird angenommen, daß das durch $f(z)$ dargestellte Kanalmodell den Effekt der Sende- und Empfangsfilterung umfaßt. Zusätzlich wird angenommen, daß der Übertragungskanal linear ist, so daß sich zwei überlappende Signale einfach als eine lineare Überlagerung addieren. Das Polynom der Kanalübertragungsfunktion kann daher wie folgt definiert werden:

$$f(Z) = f_0 + f_1 Z^{-1} + f_2 Z^{-2} + \dots + f_N Z^{-N}, \quad (1)$$

wobei $f_0, \dots, f_j, \dots, f_N$ die Polynomkoeffizienten sind. Der Polynomkoeffizient f_j stellt die verteilte Komponente des $(k-j)$ -ten Symbols dar, das in dem k -ten empfangenen Abtastwert enthalten ist, und N ist eine ganzzahlige Abbruchzahl, so daß für $j > N$ f_j vernachlässigbar ist. Das Polynom $f(Z)$ stellt die Z-Transformation der abgetasteten Frequenzantwort des Übertragungskanals dar. In der Gleichung 1 wird Z^{-1} als eine Verzögerung von einer Taktperiode angesehen; siehe A.V. OPPENHEIM und R. W. SCHAFER, DISCRETE-TIME SIGNAL PROCESSING 1989.

Das nicht rauschbehaftete Ausgangssignal des Kanals zur Abtastzeit k ist dann gegeben durch:

$$x_k = f_0 \cdot a_k + f_1 \cdot a_{k-1} + \dots + f_N \cdot a_{k-N} \quad (2),$$

wobei, ohne Verlust der Allgemeingültigkeit, f_0 als 1 angenommen werden kann. Das Kanalausgangssignal zur Zeit k hängt somit nicht nur von den übertragenen Daten zur Zeit k ab, sondern auch von vergangenen Werten der übertragenen Daten. Dieser Effekt ist als "Intersymbolinterferenz" (ISI) bekannt; siehe E.A. LEE und D.G. MESSERSCHMITT, DIGITAL COMMUNICATIONS 1988.

Die Intersymbolinterferenz ist ein Resultat der verteilten Natur des Übertragungskanals. Die IEEE-Normen für LANs (lokale Netze) fordern, daß die Systeme Daten über ein wenigstens 100 Meter langes Kabel der Kategorie 5 senden und empfangen können. Fig. 3A zeigt einen Übertragungssymbolstrom einschließlich der Effekte der Verteilung oder Streuung (Dispersion). Fig. 3B zeigt das Leistungsspektrum des verteilten Impulses über der Frequenz. Bei einem 100 Meter langen Kabel wird die Signalstärke bei der Nyquistfrequenz von 62,5 MHz am Empfangsende des Kabels um beinahe 20 dB reduziert. Bei dieser Verteilung kann ein einziges übertragenes Symbol mehrere empfangene Symbole am Ausgang des Kabels beeinflussen.

Der Rauschanteil des Signals wird durch die Folge $\{n_k\}$ dargestellt. Das rauschbehaftete Ausgangssignal des Kanals ist somit gegeben durch:

$$y_k = x_k + n_k, \quad (3)$$

wobei angenommen wird, daß die Rauschabtastwerte $\{n_k\}$ unabhängig und identisch verteilte Gaussche Zufallsvariablen (siehe LEE und MESSERSCHMITT) mit einer Varianz von σ^2 sind.

Die meisten Datenübertragungssysteme des Standes der Technik verwenden zwei Arten von Detektoren zur Bekämpfung der durch Gleichung (2) beschriebenen ISI. Diese zwei Detektoren, der lineare Entzerrer und der Entscheidungs-Rückkopplungsentzerrer, sind in Fig. 4A gezeigt.

Ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort, der $m+1$ Multiplizierer umfaßt, ist in Fig. 4B gezeigt. In Fig. 4B wird das Symbol y_k in eine Verzögerungsanordnung 10 eingegeben, welche Verzögerungselemente (D_1 bis D_m) aufweist, die bei jeder Stufe das Symbol um eine Zeitperiode verzögern. Ein Satz Multiplizierer 20, der die Multiplizierer M_0 bis M_m umfaßt, multipliziert jedes der $m+1$ Symbole in der Anordnung der Verzögerungselementen D_1 bis D_m mit einem entsprechenden Koeffizienten C_0 bis C_m . Der Addierer 30 addiert die Ausgangssignale von den Multiplizierer M_0 bis M_m , um das Ergebnissignal zu erhalten.

$$a_k' = C_0 y_k + C_1 y_{k-1} + \dots + C_m y_{k-m} \quad (4).$$

Das Signal a_k' , das von dem linearen Entzerrer kommt, wird in einen Doppelbegrenzer (Slicer) 40 eingegeben, die über das Ausgangssymbol \hat{a}_k entscheidet. Das Ausgangssymbol \hat{a}_k ist das Symbol aus dem Symbol-Alphabet $\{A\}$, welches das Eingangssignal a_k' am besten annähert.

Die Multipliziererkoeffizienten C_0 bis C_m definieren eine Übertragungsfunktion T , die gegeben ist durch:

$$T = C_0 + C_1 Z^{-1} + \dots + C_m Z^{-m} \quad (5).$$

Die Koeffizienten C_0 bis C_m können von einem intelligenten Algorithmus in einer adaptiven Realisierungsform gewählt werden, um die Arbeitsweise des Entzerrers zu optimieren. Ein linearer Entzerrer, der null erzwingt, (ZFLE; Zero-Forcing Linear Equalizer), hat eine Übertragungsfunktion T , die durch die Inverse der Frequenzantwort des Kanals gegeben ist. Ein linearer Entzerrer, der auf der Basis des minimalen mittleren quadratischen Fehlers arbeitet (MMSE-LE; Minimum Mean Squared Error Based Linear Equalizer), optimiert den mittleren quadratischen Fehler zwischen den gesendeten Daten und den erfaßten Daten und findet somit einen Kompromiß zwischen der nicht ausgeglichenen ISI des Ausgangssignals des Entzerrers und der Varianz des Ausgangsrauschens.

Fig. 4C zeigt einen üblichen Entscheidungs-Rückkopplungsentzerrer (DFE; Decision Feedback Equalizer) mit finiter Impulsantwort, der N_{ff} Multiplizierer in dem Mitkopplungsfilter und N_{fb} Multiplizierer in dem Rückkopplungsfilter aufweist. Das Eingangssignal y_k wird in den Mitkopplungsfilter 100 eingegeben. Das resultierende Signal aus dem Mitkopplungsfilter wird mit dem Negativen des resultierenden Signal aus dem Rückkopplungsfilter 200 im Addierer 300 addiert. Das addierte Signal a_k wird in den Slicer 400 eingegeben, der das Ausgangssymbol \hat{a}_k des Entzerrers bestimmt.

In dem Mitkopplungsfilter 100 wird das Eingangssignal y_k in eine Mitkopplungs-Verzögerungsanordnung eingegeben, welche Verzögerungselemente D_1^{ff} bis $D_{N_{ff}-1}^{ff}$ aufweist. Jedes Verzögerungselement verzögert das Signal um eine Periode, so daß die Verzögerungsanordnung 101 $N_{ff}-1$ vergangene Eingangssignale speichert. Jedes der gespeicherten Signale wird mit einem entsprechenden Koeffizienten C_0 bis $C_{N_{ff}-1}$ von Multiplizierern M_0^{ff} bis $M_{N_{ff}-1}^{ff}$ multipliziert. Die Ausgangssignale von den Multiplizierern M_0^{ff} bis $M_{N_{ff}-1}^{ff}$ werden im Addierer 103 addiert, so daß das in den Addierer 300 auf der Leitung 301 eingegebene Signal gegeben ist durch

$$a_k'' = C_0 y_k + C_1 y_{k-1} + \dots + C_{N_{ff}-1} y_{k-N_{ff}+1} \quad (6).$$

Das Rückkopplungsfilter 200 gibt das Ausgangssymbol \hat{a}_k in eine Rückkopplungs-Verzögerungsanordnung 201 ein, welche Verzögerungselemente D_0^{fb} bis $D_{N_{fb}-1}^{fb}$ aufweist. Die Rückkopplungs-Verzögerungsanordnung 201 speichert N_{fb} vergangene ermittelte Symbole $\hat{a}_{k-N_{fb}}$ bis \hat{a}_{k-1} . Die Ausgangssymbole der Rückkopplungs-Verzögerungsanordnung 201 werden in Multiplizierer 202, M_0^{fb} bis $M_{N_{fb}-1}^{fb}$, eingegeben. Die resultierenden Signale von den Multiplizierern 202 werden in einem Addierer 203 addiert, so daß das Eingangssignal des Addierers 300 auf der Leitung 302 gegeben ist durch:

$$a_k''' = b_0 \hat{a}_{k-1} + b_1 \hat{a}_{k-2} + b_{N_{fb}-1} \hat{a}_{k-N_{fb}} \quad (7).$$

Der Addierer 300 addiert das Eingangssignal auf der Leitung 301 mit dem invertierten Eingangssignal auf der Leitung 302, um $a_k' = a_k'' - a_k'''$ zu erhalten, das an den Slicer 400 weitergegeben wird. Der Slicer 400 entscheidet über das Ausgangssymbol \hat{a}_k . Das Ausgangssymbol \hat{a}_k , das von dem Slicer 400 abgeleitet wird, ist das Symbol in dem Symbol-Alphabet $\{A\}$, welches das Signal a_k' am Eingangsanschluß des Slicers 400 am besten annähert.

Der DFE arbeitet nach dem Grundsatz, daß dann, wenn die vergangenen, übertragenen Daten richtig erfaßt wurden, die ISI-Wirkung dieser vergangenen Datensymbole aus den aktuell empfangenen Signalen vor deren Erfassung eliminiert werden kann. Bei einem DFE, der null erzwingt, wird die Mitkopplungs-Übertragungsfunktion auf 1 eingestellt (d. h. $C_0 = 1$ und C_1 bis $C_m = 0$ bei dem FIR-Filter der Fig. 4C), und die Rückkopplungsübertragungsfunktion ist gegeben durch $[f(z)-1]$, wobei $f(z)$ die Kanalübertragungsfunktion ist. Praktische Umsetzungen des Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrers verwenden FIR-Rückkopplungsfilter (FIR = Finite Impulse Response; finite Impulsantwort). Ein FIR-Filter realisiert eine Übertragungsfunktion, deren Dauer endlich ist. IIR-Filter (IIR = Infinite Impulse Response; unendliche Impulsantwort), d. h. Filter, die eine Übertragungsfunktion realisieren, deren Dauer unendlich ist, machen Schwierigkeiten bei der Umsetzung von Algorithmen für die adaptive Einstellung der Multiplikationskoeffizienten.

Da die vergangenen, erfaßten Datenabstastwerte kein Rauschen enthalten, leidet der DFE nicht unter einer Vergrößerung des Rauschens, während der lineare Entzerrer dies tut. Der DFE leidet jedoch unter einer Fehlerfortpflanzung; d. h., wenn eines der vergangenen erfaßten Symbole falsch ist, breiten sich die Defekte dieses Fehlers auf mehr Symbolentscheidungen in der Zukunft aus.

Da der Entzerrer ein Rückkopplungsentzerrer ist, ist ferner die Pipeline-Verarbeitung des Rückkopplungs-Filterbetriebs nicht möglich, anders als bei einem linearen Entzerrer, dessen Betrieb im Pipeline-Betrieb (durch fortlaufende Wiederholungen von Operationen) erfolgen kann. Insbesondere ist ein linearer Entzerrer nur von den Eingangssignalen abhängig und kann daher mehrere Taktzyklen verwenden, um die Rechenfunktionen auszuführen, die zum Erreichen eines Ausgangssignals notwendig sind. Die Wirkung der Verwendung mehrerer Taktzyklen führt dazu, daß eine Hochgeschwindigkeitsumsetzung des Entzerrers möglich wird, indem die Rechenbelastung des Entzerrers über mehrere Taktzyklen aufgeteilt wird. Ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer ist jedoch vom Ausgang vorhergehender Symbole abhängig, um das aktuelle Symbol zu ermitteln, d. h. \hat{a}_{k-1} ist zum Ermitteln von \hat{a}_k notwendig. Alle Berechnungen zum Ermitteln des Symbols \hat{a}_k müssen daher innerhalb eines einzigen Taktzyklus abgeschlossen sein, so daß der Entzerrer nicht im Pipeline-Betrieb arbeiten kann.

Mathematisch kann die Frequenzantwort des verdrehten Kabelpaares als $e^{-\beta}$ modelliert werden. Der Exponent β ist $\alpha l(f)^{1/2}$, wobei α der Kabelkoeffizient ist, l ist die Länge des Kabels in Metern, und f ist die Frequenz in MHz. Für ein verdrehtes Kabelpaar der Kategorie 5 beträgt α ungefähr $3,7 \times 10^{-3}/(\text{m}/\text{MHz})$. Die gesamte Frequenzantwort des Systems, einschließlich des Kanals, der TX-Formung und des Transformators ist gegeben durch:

$$H(f) = H_T(f) e^{-\beta}, \quad (8)$$

wobei $H_T(f)$ die Effekte der Sendeformung und die Transformatorfrequenzantwort umfaßt. Diese Effekte umfassen den Effekt eines Analog-Digital-Wandlers, eines Tiefpaßfilters und eines Hochpaßfilters. $H_T(f)$ kann näherungsweise modelliert werden durch:

$$H_T(f) = \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \frac{1}{[1 + j(f/f_H)]} \frac{j f / f_L}{[1 + j(f/f_L)]} \quad (9)$$

wobei $T = 1/125$ MHz, f_L liegt in der Größenordnung von 25–50 KHz, und f_H beträgt ungefähr 86 MHz für das schnelle Ethernet-Übertragungssystem.

Eine abgetastete Impulsantwort des Kanals (ein gefaltetes Spektrum) ist gegeben durch:

$$H_{s,\tau}(f) = (1/T) \sum_k H_T(f + k/T) e^{-j2\pi f \tau}, \quad (10)$$

wobei $-0.5/T \leq f < 0.5/T$, und τ ist die Zeitphase der Abtasteinrichtung, die von der Taktwiedergewinnungsschaltung in dem Empfänger ausgewählt ist; siehe LEE & MESSERSCHMITT.

Ein üblicher Entzerrer realisiert die Kanalfunktion $f(z)$ um, die durch die Einstellung $f(z = e^{j2\pi f T}) = H_{s,\tau}(f)$ berechnet wird. Dieser Prozeß führt zu dem Aufbau eines Entzerrers mit 12 oder mehr Multiplizierern.

Die Erfindung schlägt einen Entzerrer vor, der die Eigenschaften der Frequenzantwort des Kanals ausnutzt. Die Anmelderin hat beobachtet, daß die Frequenzantwort des Kanals durch eine Funktion angenähert wird, die eine Reihe von Polen in dem Nenner hat. Die Anzahl der Multiplizierer, die zum Umsetzen des Entzerrers notwendig sind, ist gleich der Anzahl der Terme in der Polreihe und somit minimal.

Bei der bevorzugten Ausführungsform wird ein linearer Entzerrer vorgeschlagen, der nur zwei Multiplizierer verwendet. Bei einer zweiten Ausführungsform wird ein Entscheidungs-Rückkopplungs-Entzerrer vorgeschlagen, der nur zwei Multiplizierer verwendet. Beide Entzerrer nutzen die beobachtete Kanalfunktion mit der Polreihe in dem Nenner aus.

Ein Detektor gemäß dieser Erfindung hat einen Entzerrer mit mehreren Eingangsanschlüssen zum Empfang eines Eingangssignals, das unter einer Kanalverzerrung leidet. Die Kanalverzerrung wird durch eine Kanalfunktion mit einem Nennerpolynom der Ordnung L und mit K Nennerpolynomkoeffizienten beschrieben, wobei L eine positive ganze Zahl größer als 1 ist, und K ist eine positive ganze Zahl, die kleiner oder gleich L ist. Der Entzerrer setzt eine Kanalfunktion mit L Verzögerungen und K Multiplizierern um, wobei jeder der K Multiplizierer einen Multiplikationskoeffizienten hat, der gleich einem entsprechenden Koeffizienten der K Nennerpolynomkoeffizienten ist. Der Entzerrer gibt ein korrigiertes Signal abhängig von den K Nennerpolynomkoeffizienten und dem Eingangssignal aus.

Ein linearer Entzerrer mit endlicher Impulsantwort (FIR), der das Nennerpolynom realisiert, bildet die bevorzugte Ausführungsform der Erfindung. Ein Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer mit einer unendlichen Impulsantwort (IIR), der in dem Rückkopplungsabschnitt ein IIR-Filter realisiert, bildet eine andere Ausführungsform der Erfindung.

Die Erfindung ist im folgenden anhand bevorzugter Ausführungsformen mit Bezug auf die Zeichnung näher erläutert. In den Figuren zeigen:

Fig. 1 ein übliches digitales Datenübertragungssystem;

Fig. 2 einen 100Base-TX-Transceiver-Datenweg zum Übertragen von Daten;

Fig. 3A eine Verteilung über dem Übertragungskanal;

Fig. 3B die Größe der Übertragungsfunktion eines üblichen 100 Meter langen Kabels der Kategorie 5;

Fig. 4A zwei übliche Detektoren, die in einem digitalen Datenübertragungssystem verwendet werden;

Fig. 4B einen üblichen linearen Entzerrer;

Fig. 4C einen üblichen Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer;

Fig. 5 einen 100Base-TX-Empfänger gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 6 das bevorzugte Erfassungssystem, welches einen linearen Entzerrer verwendet; und

Fig. 7 einen Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer gemäß der vorliegenden Erfindung.

Die vorliegende Erfindung schlägt einen linearen Entzerrer (Equalizer) vor, der eine minimale Anzahl Multiplizierer in der Multiplizierieranordnung benötigt. Die Multipliziererkoeffizienten werden vorteilhaft so gewählt, daß die Anzahl der erforderlichen Multiplizierer reduziert wird.

Bei einer Verkabelung der Kategorie 5, die bei der schnellen Ethernet-Übertragung verwendet wird, wurde empirisch beobachtet, daß die Frequenzantwort des durch die Gleichung 10 beschriebenen Kanals durch folgende Gleichung angenähert werden kann:

$$H_{s,\tau}(z) = gz^{-M} / (1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_L z^{-L}), \quad (11)$$

wobei $z = e^{j2\pi f T}$, g ist der lineare Verlustfaktor des Kanals, M ist eine feste Verzögerung in Baudperioden, $\{b_i\}$ sind Koeffizienten eines Nennerpolynoms, und L ist eine positive ganze Zahl größer als 1. Das Nennerpolynom der Ordnung L, $1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_L z^{-L}$, das in Gleichung 11 gezeigt ist, ist eine Erweiterung in einer Polreihe, wobei der Koeffizient b_i mit dem Term i -ter Ordnung z^{-i} multipliziert wird. Die Nennerpolynomkoeffizienten $\{b_i\}$ hängen von dem abgetasteten Gesamtspektrum ab.

Tabelle 1

Koeffizienten als eine Funktion der Kabellänge

Kabellänge (Meter)	Linearer Verlust g	Berechnete b_1, b_2, b_3	Gemessene b_1, b_2, b_3
0	0,9771	-0,0614 +0,0090 +0,0090	-0,0078 +0,0078 +0,0078
20	0,7676	-0,1002 -0,0157 -0,0056	-0,1016 -0,0078 -0,0078
40	0,5743	-0,2375 -0,0253 -0,0195	-0,2344 -0,0156 -0,0234
60	0,4360	-0,3593 -0,0189 -0,0325	-0,3281 -0,0156 -0,0313
80	0,3248	-0,4912 +0,0116 -0,0457	-0,4531 +0,0078 -0,04696
100	0,2409	-0,6323 +0,0698 -0,606	-0,5625 +0,0234 -0,0703

Die Parameter in Gleichung 11 sind in Tabelle 1 angegeben. Tabelle 1 gibt Werte für den linearen Verlustfaktor g, die ersten drei Nennerpolynomkoeffizienten $\{b_1, b_2, b_3\}$, so wie sie unter Verwendung von Gleichung 10 berechnet werden, und Werte für die ersten drei Nennerpolynomkoeffizienten $\{b_1, b_2, b_3\}$, so wie sie empirisch für verschiedene Längen des Kabels der Kategorie 5 gemessen wurden, an. Die Diskrepanz zwischen den berechneten und den gemessenen Werten für die Nennerpolynomkoeffizienten sind darauf zurückführbar, daß das Modell den Kanal nicht perfekt wiedergibt.

Das Modell ist jedoch ausreichend, um eine Basis zu bieten, auf der ein Erfassungssystem realisiert werden kann. Der Ethernet-Empfänger ist dazu konzipiert, die Effekte der Frequenzverzerrung $H_{s,r}(f)$ aufzuheben. Aus der Gleichung 11 ergibt sich ein linearer Entzerrer, der mit der Übertragungsfunktion

$$E = (1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_L z^{-L}) \quad (12)$$

realisiert wird und die Verzerrung des Kanals kompensiert. Der Effekt des linearen Verlusts g, der in Tabelle 1 für verschiedene Kabellängen gezeigt ist, wird durch die automatische Verstärkungssteuerschaltung in dem Empfänger bekämpft.

Bei der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung hat sich gezeigt, daß $L = 3$ ein guter Kompromiß zwischen Leistung und Komplexität ist. Das Nennerpolynom hat daher nur Terme bis z^{-3} und kann mit Hilfe von nur drei Verzögerungselementen und bis zu drei Multiplizierern realisiert werden. Zusätzlich wird der bevorzugte Entzerrer als ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort realisiert und kann daher im Pipelinebetrieb arbeiten und in VLSI-Architekturen eingesetzt werden. Bei der bevorzugten Ausführungsform wird der lineare Entzerrer im Pipelineverfahren betrieben.

Ferner hat sich aus den gemessenen Nennerpolynomkoeffizienten in Tabelle 1 ergeben, daß die folgenden Vereinfachungen bei den Koeffizienten zu einem vernachlässigbaren Leistungsverlust führen:

- $b_1 \leq 0$ für alle Kabellängen;
- $b_2 = 0$ für alle Kabellängen; und
- $|b_3| \leq 1/4$ für alle Kabellängen.

Der bevorzugte Entzerrer, der lineare Entzerrer, realisiert daher die Übertragungsfunktion

$$E = (1 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-3}), \quad (13)$$

die mit nur zwei Multiplizierern realisiert wird. Im allgemeinen wird ein Nennerpolynom mit L Termen K Multiplizierer für die Realisierung benötigen, wobei K eine positive ganze Zahl größer als 1, jedoch kleiner oder gleich L ist. Eine alternative Ausführungsform der Erfindung ist ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer mit einem Mitkopplungsfilter, das die Übertragungsfunktion 1 realisiert, und einem Rückkopplungsfilter, das die Übertragungsfunktion $[H_{s,r}(z)-1]$ realisiert.

Das Ausgangssignal des linearen Entzerrers zur Abtastzeit k ist gegeben durch

$$a_k' = y_k + b_1^k y_{k-1} + b_3^k y_{k-3}, \quad (14)$$

wobei y_k das Eingangssignal des Entzerrers zur Abtastzeit k ist. Bei der bevorzugten Ausführungsform werden die Koeffizienten b_1^k und b_3^k adaptiv für jede Abtastzeit k eingestellt. Das Ausgangssignal aus einem Doppelbegrenzer (Slicer), die decodierte MLT3-Entscheidung gestützt auf das Ausgangssignal des Entzerrers, zur Abtastzeit k ist gegeben durch

$$\hat{a}_k = \begin{cases} 1 & \text{wenn } a_k' > 0,5 \\ 0 & \text{wenn } 0,5 \geq a_k' > -0,5 \\ -1 & \text{wenn } -0,5 \geq a_k'. \end{cases} \quad (15)$$

Bei der bevorzugten Ausführungsform werden die Koeffizienten b_1^k und b_3^k durch einen Algorithmus der kleinsten mittleren Quadrate (LMS; Least Mean Squares) adaptiv gewählt. Gemessene Koeffizienten für verschiedene Kabellängen sind in Tabelle 1 angegeben, sie werden jedoch zu jeder Abtastzeit eingestellt, um den linearen Entzerrer zu optimieren. Die Koeffizienten hängen von der Kabellänge, der Übertragungsform 8 und den Eigenschaften des Transformators 9 ab (siehe Fig. 2). Bei der Ausführungsform mit dem linearen Entzerrer werden die Koeffizienten für die Abtastzeit $(k + 1)$ gemäß der folgenden Rekursion aktualisiert:

$$\begin{aligned} b_1^{k+1} &= b_1^k - \gamma(a_k' - \hat{a}_k)y_{k-1} \\ b_3^{k+1} &= b_3^k - \gamma(a_k' - \hat{a}_k)y_{k-3} \end{aligned} \quad (16)$$

wobei die Konstante γ die Aktualisierungskonstante ist. Die Aktualisierungskonstante γ steuert die Korrektgeschwindigkeit der Multipliziererkoeffizienten, die, wie man aus Gleichung 16 sieht, auf den berechneten Fehler $a_k' - \hat{a}_k$ am Ausgang des Entzerrers gestützt ist. Die in Gleichung 16 gezeigte Aktualisierungsrekursion erlaubt es dem Empfänger, auf die Änderungen in dem Kanal zu reagieren und den Fehler zu korrigieren. Der Kanal ändert sich mit verschiedenen Faktoren, einschließlich des Alters und Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Verschiedene Überlegungen bestimmen den Wert der Aktualisierungskonstante γ . Wenn γ zu niedrig ist, wird die Konvergenz der Aktualisierungsrekursion auf optimale Werte für die Multipliziererkoeffizienten b_1^{k+1} und b_3^{k+1} zu langsam. Wenn γ zu groß ist, entsteht ein größerer Fehler bei den Multipliziererkoeffizienten b_1^{k+1} und b_3^{k+1} in bezug auf ihre optimalen Werte. Die kontinuierliche Rückkopplung bei der Aktualisierungsrekursion, die durch γ kontrolliert wird, bewirkt, daß die Multipliziererkoeffizienten b_1^{k+1} und b_3^{k+1} um optimale Werte mit einer Variation schwanken, die von dem Wert von γ abhängig ist. Bei der bevorzugten Ausführungsform wird γ beim Hochfahren des Empfängers groß gewählt, 1×10^{-3} , und es wird für den kontinuierlichen Betrieb des Empfängers auf etwa 1×10^{-4} reduziert. Auf diese Weise wird eine schnelle Konvergenz auf optimale Werte der Multipliziererkoeffizienten erreicht, und der Empfänger reagiert auf Schwankungen in dem Kanal, während Schwingungen um die optimalen Werte der Multipliziererkoeffizienten minimiert werden.

Fig. 5 zeigt einen 100Base-TX-Empfänger, der die Erfindung nutzt. Das Eingangssignal von dem verdrehten Kupferkabelpaar wird in einen Verstärker 400 eingegeben, der den linearen Verlustfaktor g des Kanals ausgleicht, indem er das Eingangssignal mit einer Verstärkung von $1/g$ verstärkt. Der Verstärkungsfaktor wird von einer Verstärkungsregelung 407 eingestellt, um die Empfängerfunktion zu optimieren. Gemessene Relativwerte von g für verschiedene Kabellängen sind in Tabelle 1 angegeben.

Das Anti-Aliasingfilter 401 verhindert Anti-Aliasing, indem es das Eingangssignal durch ein Tiefpaßfilter schickt, um außerhalb eines Bandes liegendes Rauschen zu unterdrücken. Der Analog-Digital-Wandler (ADC) 402 tastet das Eingangssignal ab und hält es für eine Dauer von 8 ns. Die digitalisierten Signale y_k werden dann in den Entzerrer 403 eingegeben. In dem Entzerrer 403 wird den Effekten der Kanalverzerrung entgegengewirkt, und der Entzerrer 403 gibt ein Signal a_k' aus. Wenn der Entzerrer 403 ein linearer Entzerrer ist, wird die Gleichung 14 annähernd umgesetzt, und wenn der Entzerrer 403 ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer ist, realisiert das Mitkopplungsfilter "1", und das Rückkopplungsfilter realisiert ungefähr $[H_{s,r}(z)-1]$. Wenn ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer umgesetzt wird, wird zusätzlich eine Leitung 408 eingefügt, um den Rückführungsabschnitt des Entzerrers 403 mit dem Ergebnis von dem Slicer 404 vorzusehen. Der Slicer 404 gibt das Signal a_k' von dem Entzerrer 403 ein und entscheidet über das Ausgangssymbol \hat{a}_k durch Umsetzen der Gleichung 15.

Die Multipliziererkoeffizienten $\{b_i\}$ werden in dem Koeffizientenaktualisierungsblock 405 adaptiv gewählt. Die Multipliziererkoeffizienten entsprechen den Nennerpolynomkoeffizienten, die als Funktion der Kabellänge in Tabelle 1 gezeigt sind. Der Koeffizientenaktualisierungsblock 405 setzt die Gleichung 16 für einen linearen Entzerrer um und stellt

die Multipliziererkoeffizienten in jeder Zeitperiode ein. Die Taktwiedergewinnung 406 verfolgt die Zeitsteuerung der Schaltung und stellt die Zeitphase τ für die Abtast- und Haltefunktion des Analog-Digital-Wandlers (ADC) 402 ein. Die Taktwiedergewinnung 406 stellt die Zeitphase τ ein, indem sie die Nullübergänge in dem Signal a_k' schätzt. Die Verstärkungssteuerung 407 stellt die Verstärkung des Multiplizierers 400 ein, indem sie den Modulus des Signals a_k' mit einem Soll-Schwellwert vergleicht. Die Verstärkung des Multiplizierers 400 kompensiert den linearen Verlustfaktor g des Kanals in Gleichung 11.

Fig. 6 zeigt die bevorzugte Ausführungsform des Entzerrers 403 in dem 100Base-TX-Empfänger der Fig. 5. Der Entzerrer realisiert die Übertragungsfunktion der Gleichung 13. Der Entzerrer 410 in Fig. 6 ist ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort, der zwei Multiplizierer 414 und 415 und drei Verzögerungselemente 411, 412 und 413 aufweist, von denen jedes das Signal um eine Taktperiode verzögert. Das Signal y_k wird in das Verzögerungselement 411 und den Addierer 416 eingegeben. Das Ausgangssignal des Verzögerungselementes 411, y_{k-1} , wird in das Verzögerungselement 412 eingegeben und im Multiplizierer 414 mit b_1^k multipliziert. Das Ausgangssignal des Multiplizierers 414, $b_1^k y_{k-1}$, wird in den Addierer 416 eingegeben. Das Ausgangssignal des Verzögerungselementes 412, y_{k-2} , wird in das Verzögerungselement 413 eingegeben. Das Ausgangssignal des Verzögerungselementes 413, y_{k-3} , wird im Multiplizierer 415 mit b_3^k multipliziert. Das Ausgangssignal des Multiplizierers 415, $b_3^k y_{k-3}$, wird in den Addierer 416 eingegeben. Das Ausgangssignal des Addierers 416, $y_k + b_1^k y_{k-1} + b_3^k y_{k-3}$, ist das Signal a_k' der Gleichung 14, das in den Slicer 404 eingegeben wird. Eine Realisierungsform des linearen Entzerrers umfaßt im allgemeinen auch eine Umsetzung einer zweiten Übertragungsfunktion zusätzlich zu der oben beschriebenen Übertragungsfunktion. Bei der bevorzugten Ausführungsform ist die zweite Übertragungsfunktion 1.

Fig. 7 zeigt einen Entscheidungsrückkopplungsentzerrer 420 mit unendlicher Impulsantwort (IIR) gemäß der Erfindung. Der Entscheidungsrückkopplungsentzerrer 420 wird auch bei der Umsetzung des Nennerpolynoms minus 1 als Teil des Rückkopplungsfilters 429 des Entscheidungsrückkopplungsentzerrers 420 mit nur zwei Multiplizierern realisiert, den Multiplizierern 426 und 427. In Fig. 7 wurde der Mitkopplungsteil des Entscheidungsrückkopplungsentzerrers 420 auf eins eingestellt, so daß a_k'' gleich dem Eingangssignal y_k ist und direkt in den Addierer 421 eingegeben wird. Der Mitkopplungsteil des Rückkopplungsentzerrers realisiert im allgemeinen eine Mitkopplungs-Übertragungsfunktion.

Das Ausgangssignal des Slicers 404, \hat{a}_k , aus Fig. 5 wird über die Leitung 408 in den Addierer 422 eingegeben. Der Addierer 422 addiert das Ausgangssymbol von dem Slicer 404, \hat{a}_k , zu dem Ausgangssignal des Rückkopplungsfilters 429, a_k''' . Das Ausgangssignal des Addierers 422 wird in das Verzögerungselement 423 eingegeben. Das Ausgangssignal des Verzögerungselementes 423 wird in das Verzögerungselement 424 und den Multiplizierer 426 eingegeben. Der Multiplizierer 426 multipliziert das Ausgangssignal aus dem Verzögerungselement 423 mit b_1^k und gibt das resultierende Signal in den Addierer 428 ein. Das Ausgangssignal aus dem Verzögerungselement 424 wird in das Verzögerungselement 425 eingegeben. Das Ausgangssignal aus dem Verzögerungselement 425 wird in den Multiplizierer 427 eingegeben. Der Multiplizierer 427 multipliziert das Ausgangssignal des Verzögerungselementes 425 mit b_3^k . Das Ausgangssignal aus dem Multiplizierer 427 wird zu dem Ausgangssignal aus dem Multiplizierer 426 im Addierer 428 addiert. Der Addierer 428 subtrahiert das Ausgangssignal des Addierers 428, a_k''' , von dem Eingangssymbol y_k , um a_k' zu erhalten, das in den Slicer 404 eingegeben wird.

Die Verzögerungselemente 423, 424 und 425, Multiplizierer 426 und 427 und Addierer 428 des Rückkopplungsfilters 429 realisieren die Übertragungsfunktion $b_1^k z^{-1} + b_3^k z^{-3}$. Die über die Leitung 430 vorgesehene Rückkopplung bewirkt, daß das Rückkopplungsfilter 429 die Kanalfunktion

$$T(z) = (b_1 z^{-1} + b_3 z^{-3}) / (1 + b_1 z^{-1} + b_3 z^{-3}) \quad (17)$$

realisiert.

Die Kanalfunktion in Gleichung 17 ist das Negative der Kanalantwort der Gleichung 11 – ohne die feste Verzögerung oder den linearen Verlustfaktor und mit $L = 3$ und $b_2 = 0$ – minus 1. Das Ausgangssignal des Entzerrers, a_k' , ist daher

$$a_k' = y_k + b_1^k (\hat{a}_{k-1} - a_{k-1}''') + b_3^k (\hat{a}_{k-3} - a_{k-3}'''), \quad (18)$$

wobei die Koeffizienten b_1^k und b_3^k durch die Koeffizientenaktualisierungsschaltung 405 adaptiv eingestellt werden, um den Entzerrer zu optimieren, a_k'' ist das Ausgangssignal des Mitkopplungsfilters, y_k , und a_k''' ist das Ausgangssignal des Rückkopplungsfilters 429. Wie zuvor realisiert der Slicer 404 die Gleichung 15 und entscheidet über das Ausgangssymbol \hat{a}_k .

Eine alternative Ausführungsform des Entscheidungsrückkopplungsentzerrers setzt eine Kanalfunktion um, die $f(z) - 1$, $-T(z)$ der Gleichung 17 entspricht. In diesem Fall gilt, $a_k' = y_k + b_1^k (\hat{a}_{k-1} + a_{k-1}''') + b_3^k (\hat{a}_{k-3} + a_{k-3}''')$. Bei beiden Ausführungsformen addiert der Addierer 421 die Eingangssignale y_k und a_k''' miteinander. Bei dieser alternativen Ausführungsform addiert der Addierer 422 auch beide Eingangssignale, \hat{a}_k und a_k''' , anstatt a_k''' von \hat{a}_k zu subtrahieren, wie in Fig. 7 gezeigt.

Die Koeffizienten b_1^k und b_3^k in dem Entscheidungsrückkopplungsentzerrer werden von der Koeffizientenaktualisierungsschaltung 405 gemäß der folgenden rekursiven Gleichung adaptiv gewählt:

$$\begin{aligned} b_1^{k+1} &= b_1^k - \gamma e_k (\hat{a}_{k-1} - a_{k-1}''') \\ b_3^{k+1} &= b_3^k - \gamma e_k (\hat{a}_{k-3} - a_{k-3}'''), \end{aligned} \quad (19)$$

wobei $e_k = a_k' - \hat{a}_k$. Die Aktualisierungskonstante γ wird wiederum unter Berücksichtigung derselben Erwägungen wie bei Gleichung 16 für den linearen Entzerrer gewählt, um die Konvergenz auf die optimalen Multiplikationskoeffizienten für den Entzerrer zu optimieren. Man beachte, daß bei der Realisierung der Gleichung 19 (siehe Fig. 5) die Koeffizientenaktualisierungsschaltung 405 das Ausgangssignal des Rückkopplungsfilters des Entscheidungsrückkopplungsentzerrers 420, a_k''' , eingibt. Bei einem allgemeineren IIR-Entscheidungsrückkopplungsentzerrer wird ferner der Koeffizient

f_j^{k+1} mit Hilfe der rekursiven Gleichung $f_j^{k+1} = f_j^k - \gamma e_k(\hat{a}_{k-j} - a_{k-j})$ adaptiv gewählt, wenn die Rückkopplungsmultiplizierer in dem Rückkopplungsfilter des Entscheidungsrückkopplungsentzerrers die Übertragungsfunktion $f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + \dots + f_L z^{-L}$ umsetzen.

Die oben beschriebenen Ausführungsformen der Erfindung dienen lediglich als Beispiel. Modifikationen dieser Ausführungsform, die für den Fachmann offensichtlich sind, liegen im Bereich dieser Anmeldung. Der Bereich der Anmeldung ist daher nur durch die folgenden Ansprüche beschränkt.

Patentansprüche

1. Detektorsystem mit einem Entzerrer, umfassend:
 - einen Eingangsanschluß zum Empfangen eines Eingangssignals, wobei das Eingangssignal unter einer Kanalverzerrung leidet, die durch eine Kanalfunktion mit einem Nennerpolynom der Ordnung L und K Nennerpolynomkoeffizienten beschrieben ist, wobei L eine positive ganze Zahl größer als 1 ist, und K ist eine positive ganze Zahl größer als 1 und kleiner als L;
 - eine Verwirklichung einer Übertragungsfunktion, die mit der Kanalfunktion verknüpft ist, wobei die Verwirklichung L Verzögerungselemente und K Multiplikatoren aufweist, wobei jeder der K Multiplikatoren einen Multiplikationskoeffizienten hat, der einem der K Nennerpolynomkoeffizienten entspricht; und
 - einen Ausgangsanschluß zum Ausgeben eines korrigierten Signals abhängig von den K Nennerpolynomkoeffizienten und dem Eingangssignal.
2. System nach Anspruch 1, mit einem Doppelbegrenzer mit einem Eingangsanschluß, der mit dem Ausgangsanschluß des Entzerrers verbunden ist, um das korrigierte Signal zu empfangen, und mit einem Ausgangsanschluß zum Ausgeben eines Ausgangssymbols abhängig von dem korrigierten Signal.
3. System nach Anspruch 1 oder 2, bei dem der Entzerrer einen Koeffizienteneingangsanschluß zum Empfangen des entsprechenden Multipliziererkoeffizienten jedes der K Multiplizierer aufweist, und mit Koeffizientenaktualisierungsmittel mit einem Koeffizientenausgangsanschluß, der mit dem Koeffizienteneingangsanschluß des Entzerrers verbunden ist, wobei die Koeffizientenaktualisierungsmittel den entsprechenden Multiplikationskoeffizienten jedes der K Multiplizierer abhängig von dem Eingangssignal, dem korrigierten Signal und dem Ausgangssymbol adaptiv einstellen.
4. System nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei dem der Entzerrer ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort ist und die Übertragungsfunktion gleich dem Nennerpolynom ist.
5. System nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei dem
 - $L = 3$; und
 - die L Verzögerungselemente ein erstes Verzögerungselement, ein zweites Verzögerungselement und ein drittes Verzögerungselement umfassen, die in Reihe geschaltet sind, wobei jedes der drei Verzögerungselemente das Eingangssymbol um einen Taktzyklus verzögert und das erste Verzögerungselement das Eingangssymbol empfängt.
6. System nach Anspruch 5, bei dem
 - $K = 2$; und
 - die K Multiplizierer einen ersten Multiplizierer und einen dritten Multiplizierer umfassen, der erste Multiplizierer einen ersten Koeffizienten und der dritte Multiplizierer einen dritten Koeffizienten hat, der erste Multiplizierer ein erstes verzögertes Signal von dem ersten Verzögerungselement empfängt und bei einem ersten Ausgangsanschluß das erste verzögerte Signal multipliziert mit dem ersten Koeffizienten ausgibt, der dritte Multiplizierer ein drittes verzögertes Signal von dem dritten Verzögerungselement empfängt und an einem dritten Ausgangsanschluß das dritte verzögerte Signal multipliziert mit dem dritten Koeffizienten ausgibt; und
 - ein Addierer mit dem Eingangsanschluß des Entzerrers, dem ersten Ausgangsanschluß und dem dritten Ausgangsanschluß verbunden ist und die Summe des ersten verzögerten Signals multipliziert mit dem ersten Koeffizienten, des dritten verzögerten Signals multipliziert mit dem dritten Koeffizienten und des Eingangssymbols als das korrigierte Signal des Entzerrers ausgibt.
7. System nach Anspruch 6, bei dem der erste Koeffizient und der dritte Koeffizient von Koeffizientenaktualisierungsmitteln adaptiv gewählt werden.
8. System nach Anspruch 6 oder 7, bei dem der erste Koeffizient kleiner als 0 ist und der dritte Koeffizient eine Größe von weniger als 0,25 hat.
9. System nach einem der vorangehenden Ansprüche, mit einer Verwirklichung einer zweiten Übertragungsfunktion, wobei ein Ausgangsanschluß der zweiten Übertragungsfunktion mit einem Eingangsanschluß der Verwirklichung der Übertragungsfunktion verbunden ist.
10. System nach einem der Ansprüche 1 bis 3, bei dem der Entzerrer einen Entscheidungsrückkopplungsentzerrer mit einem Mitkopplungsabschnitt und einem Rückkopplungsabschnitt aufweist, wobei der Rückkopplungsabschnitt einen Rückkopplungseingang zum Empfangen des Ausgangssymbols aufweist und die Übertragungsfunktion verwirklicht.
11. System nach Anspruch 10, bei dem
 - $L = 3$; und
 - die L Verzögerungselemente ein erstes Verzögerungselement, ein zweites Verzögerungselement und ein drittes Verzögerungselement umfassen, die in Reihe geschaltet sind, wobei jedes der drei Verzögerungselemente das Eingangssymbol um einen Taktzyklus verzögert und das erste Verzögerungselement das Eingangssymbol empfängt.
12. System nach Anspruch 10 oder 11, bei dem
 - $K = 2$;
 - die K Multiplizierer einen ersten Multiplizierer und einen dritten Multiplizierer umfassen, der erste Multiplizierer einen ersten Koeffizienten und der dritte Multiplizierer einen dritten Koeffizienten hat, der erste Multiplizierer ein erstes verzögertes Signal von dem ersten Verzögerungselement empfängt und bei einem ersten Ausgangsanschluß

das erste verzögerte Signal multipliziert mit dem ersten Koeffizienten ausgibt, der dritte Multiplizierer ein drittes verzögertes Signal von dem dritten Verzögerungselement empfängt und an einem dritten Ausgangsanschluß das dritte verzögerte Signal multipliziert mit dem dritten Koeffizienten ausgibt;
 5 ein erster Addierer mit den Ausgangsanschlüssen des ersten Multiplizierers und des dritten Multiplizierers verbunden ist und einen Ausgangsanschluß zum Ausgeben eines Ausgangssignals aufweist, wobei das Ausgangssignal gleich der Summe des ersten verzögerten Signals multipliziert mit dem ersten Koeffizienten und des dritten verzögerten Signals multipliziert mit dem dritten Koeffizienten ist;
 10 ein dritter Addierer mit dem Ausgangsanschluß des ersten Addierers verbunden ist und das Ausgangssymbol empfängt, wobei der dritte Addierer die Differenz zwischen dem Ausgangssymbol und dem Ausgangssignal des ersten Addierers an den Eingangsanschluß des ersten Verzögerungselementes ausgibt; und
 ein zweiter Addierer mit dem Ausgangsanschluß des ersten Addierers und mit dem Eingangsanschluß des Entzerrers verbunden ist, wobei der zweite Addierer das korrigierte Symbol ausgibt, und wobei das korrigierte Symbol gleich der Summe des Eingangssymbols und des Ausgangssymbols des ersten Addierers ist.
 13. System nach Anspruch 12, bei dem der erste Koeffizient und der dritte Koeffizient von Koeffizientenaktualisierungsmitteln adaptiv eingestellt werden.
 14. System nach Anspruch 13, bei dem der erste Koeffizient kleiner als 0 ist und der zweite Koeffizient eine Größe von weniger als 0,25 hat.
 15. System nach einem der Ansprüche 12 bis 14, bei dem der Mitkopplungsabschnitt die Funktion "1" realisiert.
 16. Verfahren zum Entwerfen eines Entzerrers mit mehreren Multiplizierern, wobei jeder der mehreren Multiplizierer einen Multipliziererkoeffizienten hat, mit folgenden Verfahrensschritten:
 20 Annähern einer Kanalfrequenzantwort mit einer Kanalfunktion, die im Nenner ein Nennerpolynom hat; und
 Umsetzen einer Übertragungsfunktion, die dem Nennerpolynom entspricht.
 17. Verfahren nach Anspruch 16, bei dem der Entzerrer ein linearer Entzerrer mit finiter Impulsantwort ist und das Umsetzen der Übertragungsfunktion das Umsetzen des Nennerpolynoms umfaßt.
 25 18. Verfahren nach Anspruch 16 oder 17, bei dem der Entzerrer ein Entscheidungsrückkopplungsentzerrer mit unendlicher Impulsantwort ist und das Umsetzen der Übertragungsfunktion das Umsetzen der Kanalfunktion minus 1 innerhalb einer Rückkopplungsschleife in einem Rückkopplungsabschnitt des Entzerrers umfaßt.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

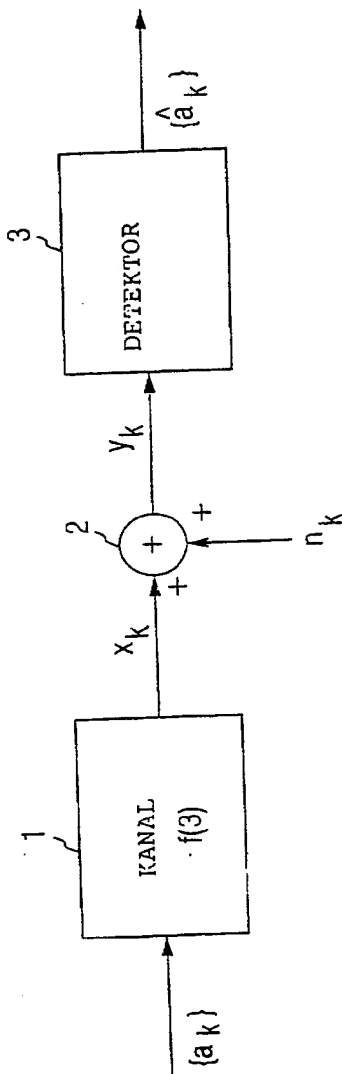


FIGURE 1
(STAND DER TECHNIK)

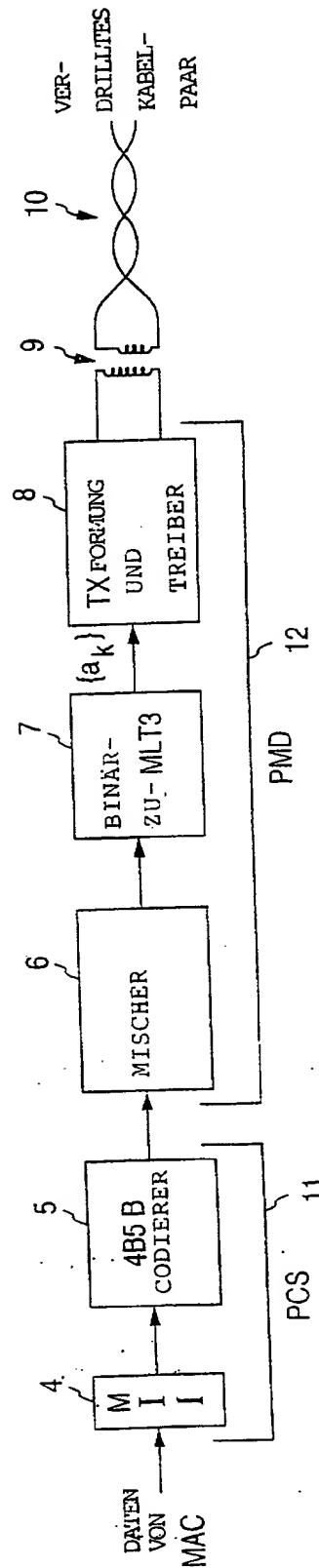
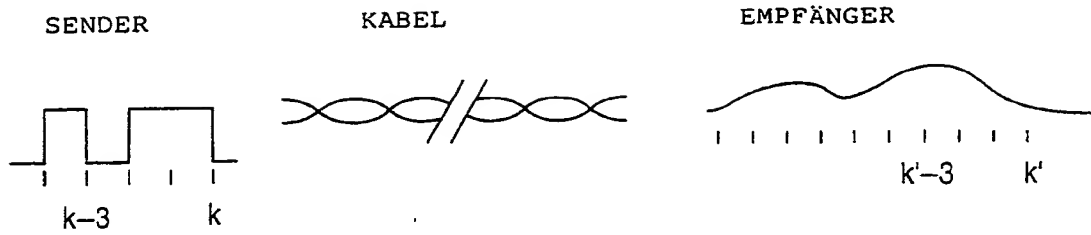
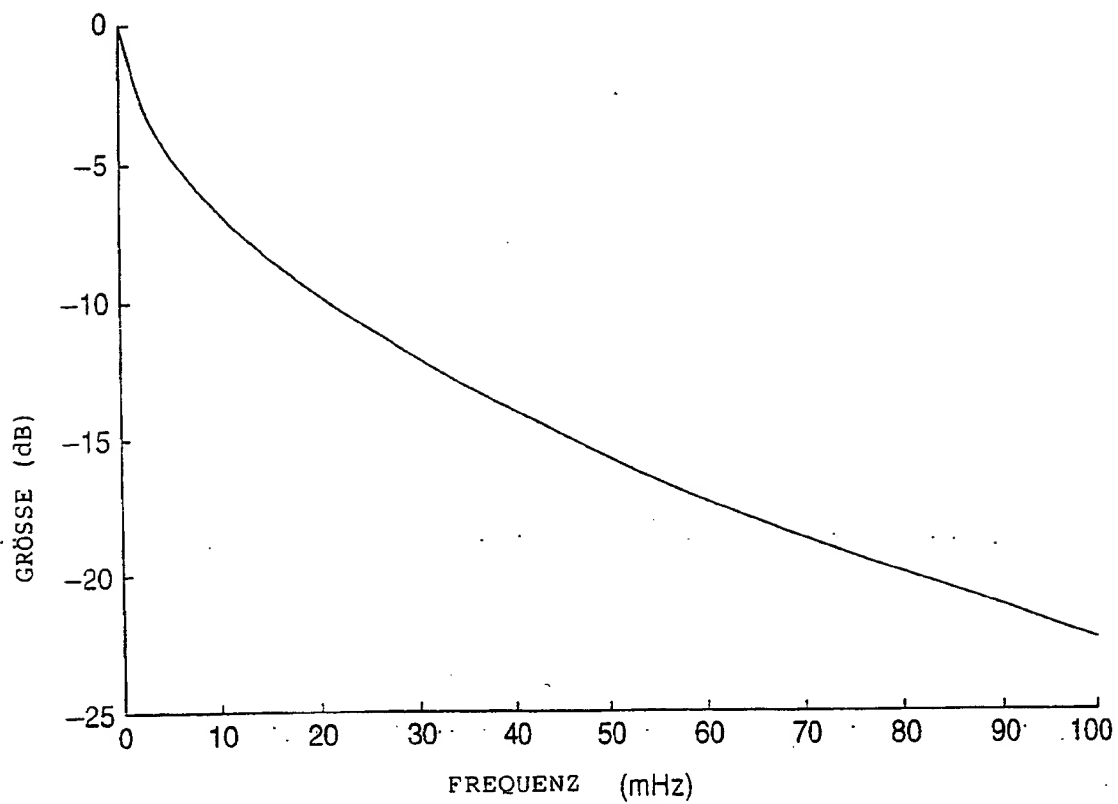


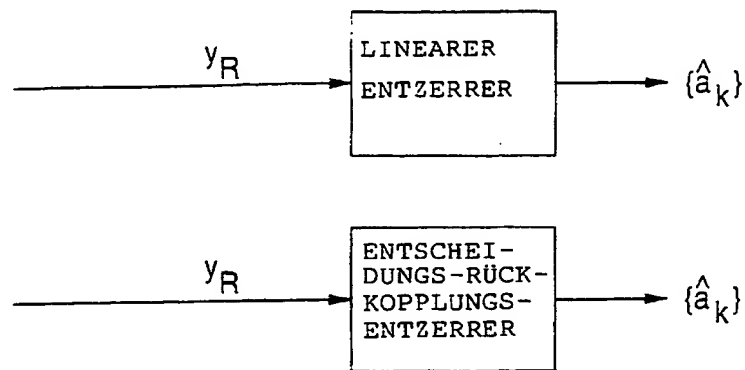
FIGURE 2
(STAND DER TECHNIK)



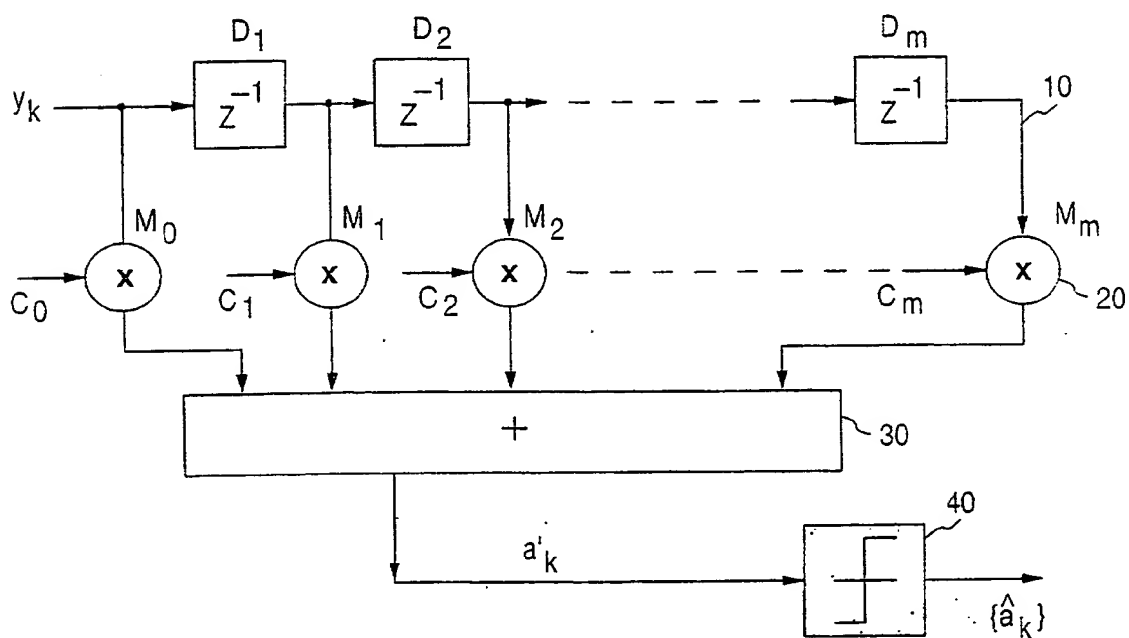
FIGUR 3A
(STAND DER TECHNIK)



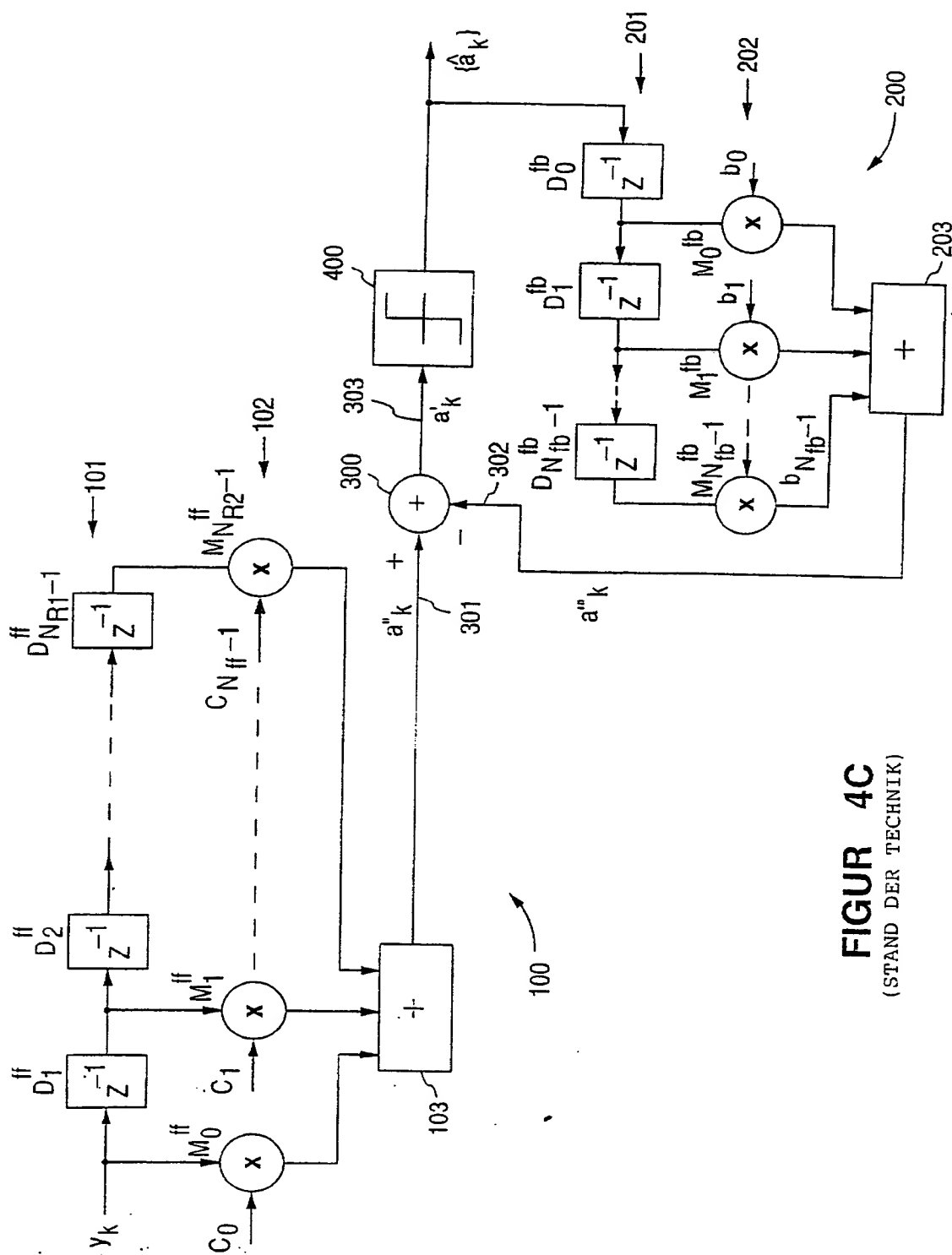
FIGUR 3B
(STAND DER TECHNIK)



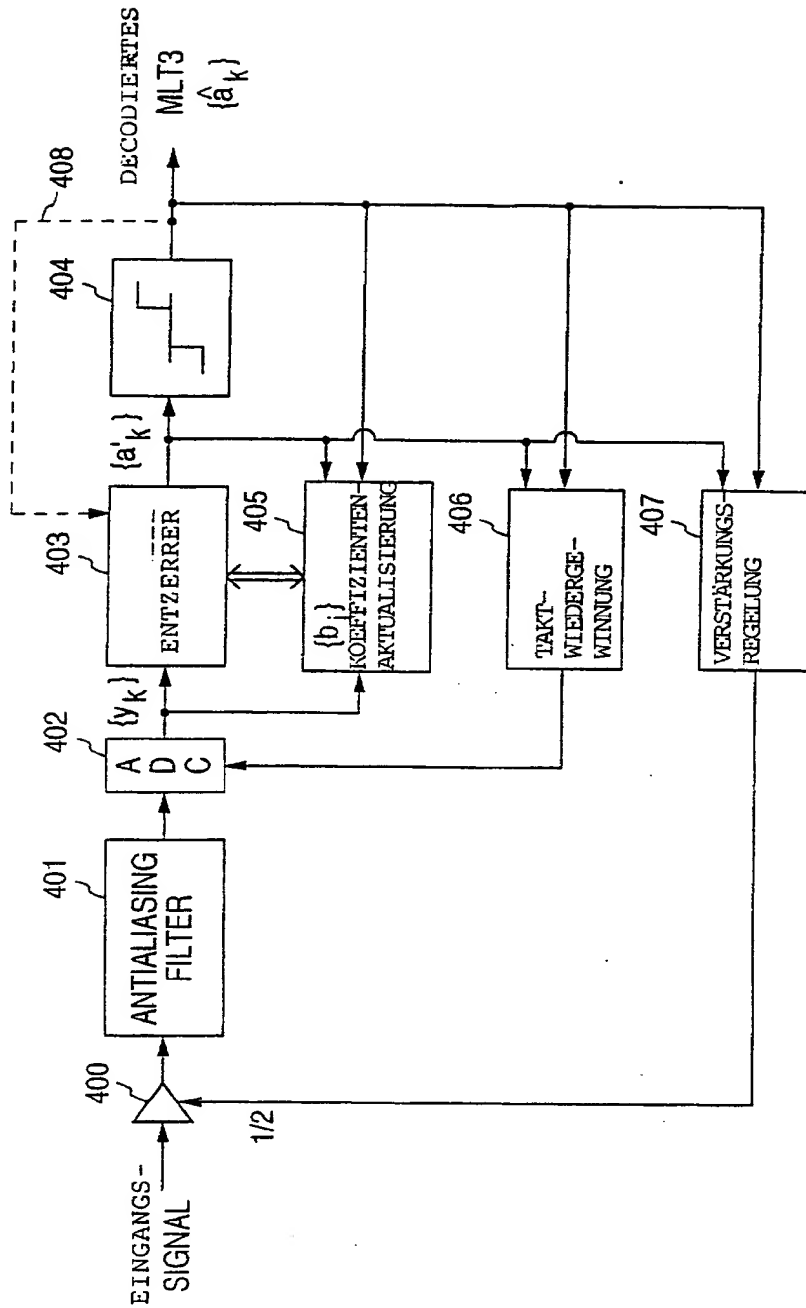
FIGUR 4A
(STAND DER TECHNIK)



FIGUR 4B
(STAND DER TECHNIK)



FIGUR 4C
(STAND DER TECHNIK)



FIGUR. 5

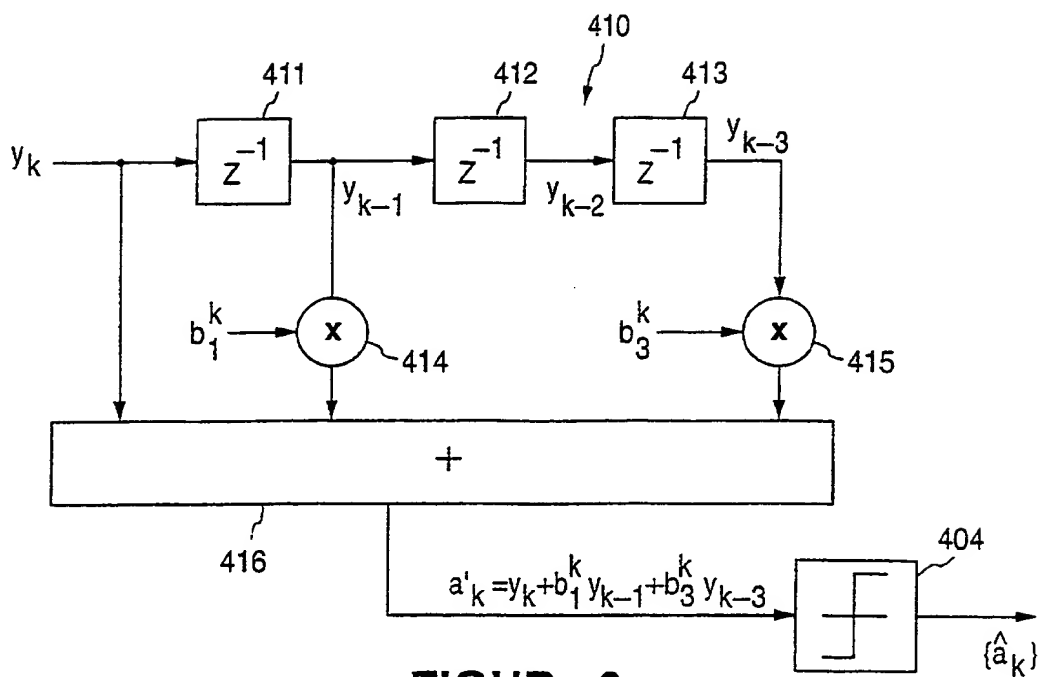


FIGURE 6

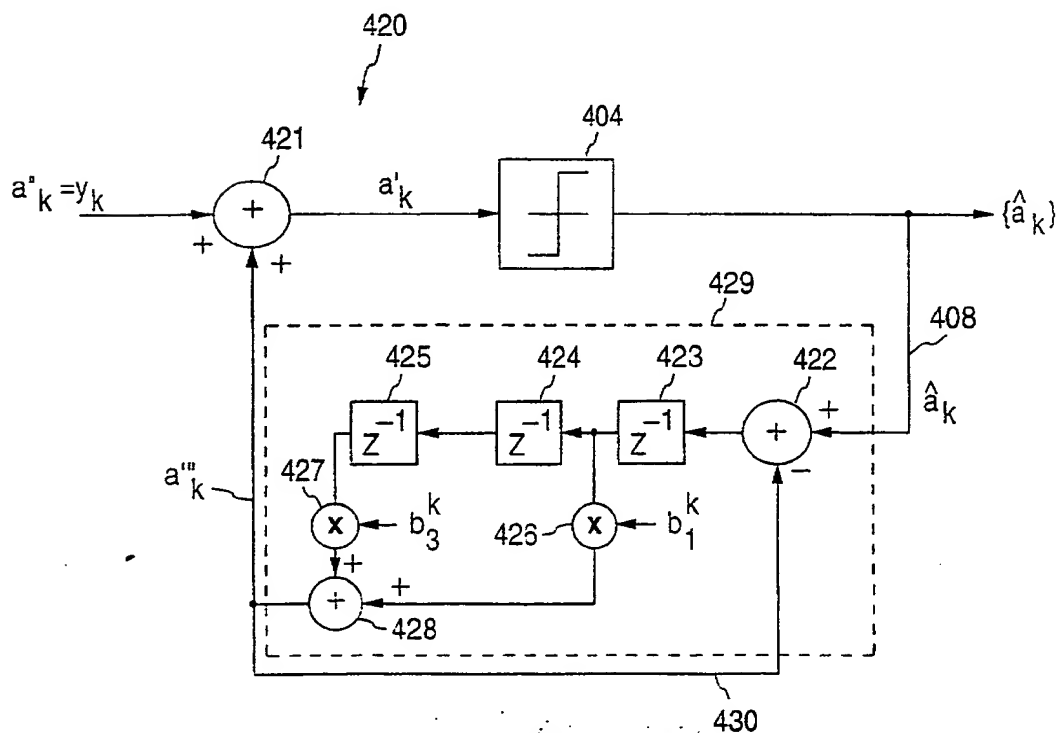


FIGURE 7